

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-217789

(P2002-217789A)

(43)公開日 平成14年8月2日(2002.8.2)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード*(参考)
H 0 4 B 1/707		H 0 4 J 13/00	D 5 K 0 0 4
H 0 4 L 27/22		H 0 4 L 27/22	Z 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数20 O L 外国語出願 (全 28 頁)

(21)出願番号 特願2001-353443(P2001-353443)

(22)出願日 平成13年11月19日(2001. 11. 19)

(31)優先権主張番号 0 0 3 1 0 2 9 0 . 2

(32)優先日 平成12年11月20日(2000. 11. 20)

(33)優先権主張国 欧州特許庁 (E P)

(71)出願人 501448152

エイジャ システムズ ガーディアン コ
ーポレーション

Agere Systems Guard
ian Corporation

アメリカ合衆国 フロリダ 32819, オー
ランド, ジョン ヤング パークウェイ
9333 エス ルーム 301 イー1211

(74)代理人 100086911

弁理士 重野 剛

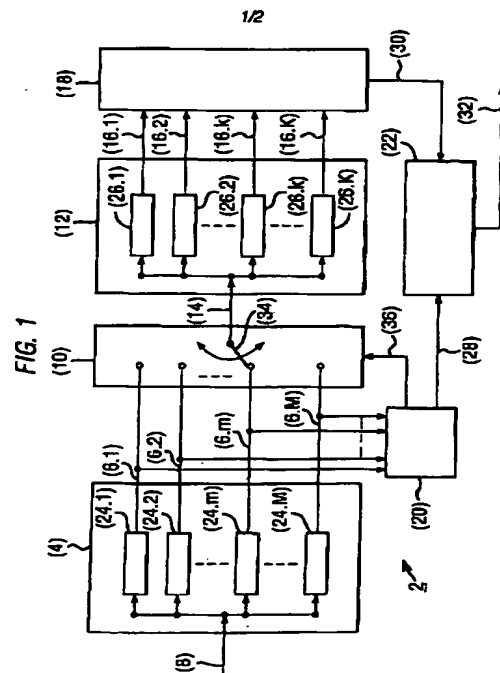
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 位相変調された記号を相関器バンクで検知する方法

(57)【要約】 (修正有)

【課題】位相変調された信号を相関器バンクで検出する。

【解決手段】本発明は受信信号から記号を検知する方法及び装置に関し、記号は所定の記号の所定のセットから選択された記号であり、所定のセットの各記号はチップのシーケンスからなるCCK記号であり、各々のチップは選択された変調コードによってPSK変調されており、各々の選択された変調コードは所定の位相変調要素の複数の第1のセットから選択された第1の副変調コードと、所定の位相変調要素の一つの第2のセットから選択された第2の副変調コードとからなり、前記第2のセットの少なくとも一つの前記所定の位相変調要素は高速IEEE802.11b標準に定義されるような複素数値であり、前記変調コードから、相関法によって受信信号と相関する変調コードを選択するための手段とを有する。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号から記号を検知する方法であって、該記号は所定の記号のセットから選択された記号であり、該所定のセットの各記号はチップのシーケンスを含むCCK記号であり、各チップは選択された変調コードによってPSK変調されており、各々の選択された変調コードは所定の位相変調要素の複数の第1のセットから選択された第1の副変調コードと、所定の位相変調要素の一つの第2のセットから選択された第2の副変調コードとを含み、前記第2のセットの前記所定の位相変調要素のうちの少なくとも一つは高速IEEE802.11標準に定義されるような複素数値であり、相関法によって受信信号と相関する変調コードが前記変調コードから選ばれる前記方法において、該方法は少なくとも次のステップ：

- ・ a 第1の相関結果を得、そして相関結果を選択するために、受信信号を可能な第1の副変調コードの各々と相関させるステップ；
- ・ b 第2の相関結果を得るために、可能な第2の副変調コードの各々について、選択された第1の相関結果を前記可能な第2の副変調コードの一つで位相変調するステップ；
- ・ c 該第2の相関結果から最大の第2の相関結果を選択するステップ；
- ・ d 該第1及び第2の相関結果の組み合わせに基づいて受信信号の記号を選択するステップ、を有することを特徴とする、受信信号から記号を検知する方法。

【請求項2】 ステップaにおいて、各第1の相関結果について相関結果の関数値が決定され、続いて最大の関数値を与える第1の相関結果が選択される方法であって、該関数が第2の複変調コードの変調形式によって決定されることを特徴とする、請求項1による方法。

【請求項3】 該関数が第1の相関結果の実数および／または虚数部分の関数であることを特徴とする、請求項2による方法。

【請求項4】 ステップaにおいて得られる第1の変調結果の数は $C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ 個に等しく、ここにおいて C_i は複数の第1のセットのうちのi番目の第1のセットの要素の数であることを特徴とする、先行するいずれかの請求項による方法。

【請求項5】 第2の相関結果を得るために、ステップbにおいて、第1のサブステップでは、選択された第1の相関結果が複数の前記可能な第2の副変調コードの各々で位相変調され、第2のサブステップでは、第1のサブステップで得られた結果から実数値が決定されることを特徴とする、先行するいずれかの請求項による方法。

【請求項6】 ステップcで得られる第2の変調結果の数が、第2のセットの所定の位相変調要素の数に等しいことを特徴とする、先行するいずれかの請求項による方

2

法。

【請求項7】 ステップcにおいて第2のセットの所定の位相変調要素が選択され、これが選択された第2の相関結果を与えることを特徴とする、先行するいずれかの請求項による方法。

【請求項8】 ステップdにおいて第1のセットの所定の位相変調要素が選択され、これが選択された第1の相関結果を与えることを特徴とする、先行するいずれかの請求項による方法。

【請求項9】 受信信号中の記号を得るために、ステップdにおいて、第2のセットの選択された所定の位相変調要素と第1のセットの所定の位相変調要素とが組み合わせられることを特徴とする、請求項7または8による方法。

【請求項10】 ステップaにおいて、複数の相関器を含む第1の相関器バンクが用いられ、この相関器の数が第1の相関結果の数に等しいことを特徴とする、先行するいずれかの請求項による方法。

【請求項11】 ステップbにおいて、複数の相関器からなる第2の相関器バンクが用いられ、この相関器の数が第2の相関結果の数に等しいことを特徴とする、先行するいずれかの請求項による方法。

【請求項12】 受信信号から記号を検知するための装置であって、該装置において、記号は複数の記号の所定セットから選択された記号であり、該所定のセットの各記号はチップのシーケンスを含むCCK記号であり、各々のチップは選択された変調コードによってPSK変調されており、選択された各変調コードは所定の位相変調要素の複数の第1のセットから選択された第1の副変調コードと、所定の位相変調要素の一つの第2のセットから選択された第2の副変調コードとを含み、前記第2のセットの前記所定の位相変調要素のうちの少なくとも一つは高速IEEE802.11標準に定義されるような複素数値であり、前記装置は受信信号を相関法によって前記複数の変調コードと相関させるための相関手段と、前記複数の変調コードから相関に基づいて1つの変調コードを選択するための手段とを有する前記装置において、該装置は：

- ・ 第1の相関結果を得るために、受信信号を複数の可能な第1の副変調コードの各々と相関させる第1の相関器バンクと；
- ・ 複数の第1の相関結果から1つの第1の相関結果を選択するための第1の選択手段と；
- ・ 第2の相関結果を得るために、各々の可能な第2の副変調コードについて、第1の相関結果を前記可能な第2の副変調コードの一つで位相変調するための第2の相関器バンクと；
- ・ 複数の第2の相関結果から最大の第2の相関結果を選択するための第2の選択手段と；
- ・ 第1の相関結果に基づいて第1の選択手段を制御す

3

るための手段を有する制御ユニットと；

・ 第 1 及び第 2 の相関結果に基づいて受信信号の記号を選択するための第 3 の選択手段と、を有することを特徴とする、受信信号から記号を検知するための装置。

【請求項 13】 前記制御ユニットは各第 1 の相関結果について相関結果の関数値を決定し、関数は第 2 の副変調コードの変調形式によって決定され、前記制御ユニットは続いて該関数の最大値に基づいて前記第 1 の選択手段を制御し、かくして該第 1 の選択手段によって対応する第 1 の相関結果が選択されて第 2 の相関器バンクに渡されることを特徴とする、請求項 12 による装置。

【請求項 14】 該関数は第 1 の相関結果の実数および／または虚数部分の関数であることを特徴とする、請求項 13 による装置。

【請求項 15】 前記第 1 の相関器バンクによって得られる第 1 の相関結果の数は $C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ 個に等しく、ここにおいて C_i は複数の第 1 のセットの i 番目の第 1 のセットの要素の数であることを特徴とする、請求項 12 ないし 14 のいずれか 1 項による装置。

【請求項 16】 前記第 2 の相関器バンクは、選択された第 1 の相関結果を複数の前記可能な第 2 の副変調コードの各々で位相変調して位相変調結果を得るための手段を有すると共に、第 2 の相関結果を得るために得られた位相変調結果の実数値を決定する手段を有することを特徴とする、先行する請求項 12 ないし 15 のいずれか 1 項による装置。

【請求項 17】 前記第 2 の相関結果の数が第 2 のセットの所定の位相変調要素の数に等しいことを特徴とする、先行する請求項 12 ないし 16 のいずれか 1 項による装置。

【請求項 18】 前記第 3 の選択手段が第 2 のセットの所定の位相変調要素を選択し、これが選択された第 2 の相関結果を与えることを特徴とする、先行する請求項 12 ないし 17 のいずれか 1 項による装置。

【請求項 19】 前記第 3 の選択手段が第 1 のセットの所定の位相変調要素を選択し、これが選択された第 1 の相関結果を与えることを特徴とする、先行する請求項 12 ないし 18 のいずれか 1 項による装置。

【請求項 20】 受信信号の記号を得るために前記第 3 の選択手段が第 2 のセットの選択された所定の位相変調要素と、第 1 のセットの選択された所定の位相変調要素とを組み合わせることを特徴とする、先行する請求項 18 または 19 による装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】 本発明は、受信信号から記号を検知する方法に関するものであり、ここにおいて記号は所定の記号のセットから選択された記号であり、ここにおいて該所定のセットの各記号はチップのシーケンスからなる CCK 記号であり、各チップは選択された変調コードによ

4

て PSK 変調されており、選択された各変調コードは所定の位相変調要素の複数の第 1 のセットから選択された第 1 の副変調コードと、所定の位相変調要素の一つの第 2 のセットから選択された第 2 の副変調コードとからなり、前記第 2 のセットの前記所定の位相変調要素のうちの少なくとも一つは高速 IEEE 802.11b 標準に定義されるような複素数値であり、ここにおいて変調コードは相関法によって前記受信信号と相関する前記変調コードから選ばれる。

【0002】 本発明はまた受信信号から記号を検知するための装置に関し、ここにおいて記号は所定の記号のセットから選択された記号であり、該所定のセットの各記号はチップのシーケンスからなる CCK 記号であり、各々のチップは選択された変調コードによって PSK 変調されており、各々の選択された変調コードは所定の位相変調要素の複数の第 1 のセットから選択された第 1 の副変調コードと、所定の位相変調要素の一つの第 2 のセットから選択された第 2 の副変調コードとからなり、前記第 2 のセットの前記所定の位相変調要素のうちの少なくとも一つは高速 IEEE 802.11b 標準に定義されるような複素数値であり、前記装置は受信信号を相関法によって前記変調コードと相関させるための相関手段と、複数の前記変調コードから相関に基づいて 1 つの変調コードを選択するための手段とを有する。

【0003】 この種の方法および装置は実用上、公知である。通常、この種の方法および装置は受信器に用いられる相関器のバンクを用いている。相関器のバンクで行われた受信信号との相関の結果に基づいて、受信信号の記号を検知することができる。この検知においては、各相関器からの出力は数学的関数の入力引数である。該数学的関数は最大関数に対応する相関器に対して最大となる。所定の複数の記号のセットを用いる前記方法および装置によれば、記号検知は受信信号中のノイズに対する感度を最低にするような方法で行われてもよい。可能な所定の記号のセットの例は IEEE 802.11b 標準の高速標準に示されている。この IEEE 802.11b 標準は特に米国において工業科学医学帯域 (ISM 帯域) と呼ばれる 2.4 GHz の帯域に指向されたものである。これに相当する帯域は世界の他の殆どの地域で使用可能であることが注目される。使用者は標準案の標準に準拠すれば自由に ISM 帯域にアクセスできる。標準案の第 1 の重要な特徴は、用いられる各記号が比較的フラットな周波数強度スペクトルを有しており、他の使用者にジャムを起こさせる恐れが少ないことである。IEEE 802.11b 標準の第 2 の重要な特徴は、所定の複数の記号のセット中の全ての可能な記号が用いられることはないということである。結果として冗長かつロバストな検知機構が得られる。

【0004】 受信信号の記号を検知する公知の方法および装置の第 1 の欠点は、相関器バンクに用いられる相関

5

器の数が多いことである。この種の公知の方法および装置の第2の欠点は、相関器バンクで相関器を選択するのに用いられ、各相関器の複素数出力を処理するための数学的関数を演算するのに大きな処理能力が必要なことである。この数学的関数は通常、複素数入力引数の長さを計算するが、これは相関器ごとに少なくとも二つの乗算につながる。処理能力を低減するために前記数学的関数の近似法がいくつか提案されている。しかしながらこれらの近似法の検知性能は最適とは言えなかった。

【0005】本発明の目的は相関器バンク中の相関器の数を減らすことである。本発明の目的はまた前記数学的関数の評価に必要な処理能力を低減することである。さらに、本発明の目的は最適な検知性能を得ることである。より具体的には、本発明の目的は、相関器の数を減らし、数学的関数に要求される処理能力を低減しながらも最尤検知法の性能を与える検知法を提供することである。最後に、本発明はIEEE802.11標準に準拠する受信信号に用いることのできる、上記の利点を有する方法を求めるものである。このために、本発明による方法は少なくとも下記のステップを有することを特徴とする：

- ・ a 第1の相関結果を得、そして相関結果を選択するために受信信号を複数の可能な第1の副変調コードの各々と相関させるステップ；
- ・ b 第2の相関結果を得るために、選択された第1の相関結果を、各々の可能な第2の副変調コードについて、前記可能な第2の副変調コードの一つで位相変調するステップ；
- ・ c 該第2の相関結果から最大の第2の相関結果を選択するステップ；
- ・ d 第1及び第2の相関結果の組み合わせに基づいて受信信号の記号を選択するステップ。

【0006】本発明による方法において、相関法の二つの主要な部分が区別される。第1の部分では第1の相関結果が決定され、第2の部分では第2の相関結果が決定される。第2の相関結果は一つの選択された第1の相関結果を複素平面のいくつかの位置に回転させることによって得られる。この第2の部分は一つの選択された第1の相関結果を処理することのみを含むことから、各第1の相関結果を複素平面で回転させなければならない状況に比較して、所要処理能力の低減につながる。

【0007】本発明による方法の他の実施例は、ステップaにおいて、各第1の相関結果について相関結果の関数値が決定され、続いて最大の関数値を与える第1の相関結果が選択され、ここにおいて、該関数は第2の副変調コードの変調形式によって決定される。好ましくは、該関数は第1の相関結果の実数および/または虚数部分の関数である。この関数の評価は、複素相関結果の長さを計算する従来の関数よりも要求される処理能力が低い、それでも、最適な最尤検知記号を引き出す。

6

【0008】本発明による方法の有利な実施例において、ステップaで得られる第1の変調結果の数は、 C_i を複数の第1のセットのうちの*i*番目の第1のセットの要素の数とすると、 $C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ に等しく、そして好ましくは、ステップcで得られる第2の変調結果の数は、第2のセットの所定の位相変調要素の数に等しい。

【0009】本発明による方法の他の実施例は、ステップbにおいて、第1のサブステップでは、選択された第1の相関結果が前記可能な第2の副変調コードの各々で位相変調され、第2のサブステップでは、第1のサブステップで得られた結果から実数値が決定され、かくして第2の相関結果が得られることを特徴とする。

【0010】本発明による実施例によれば、ステップcにおいて、第2のセットの1つの所定の位相変調要素が選択され、これが選択された第2の相関結果を与え、そして、ステップdにおいて第1のセットの所定の位相変調要素が選択され、これが選択された第1の相関結果を与える。本方法の他の実施例は、第2のセットの選択された所定の位相変調要素と第1のセットの所定の位相変調要素が組み合わされ、かくして受信信号の記号が得られることを特徴とする。

【0011】本発明の方法の更なる実施例においては、ステップaにおいて、複数の（多数）の相関器を有する第1の相関器バンクが用いられ、この相関器の数は第1の相関結果の数に等しく、そして、ステップbにおいて、複数の（多数）の相関器を有する第2の相関器バンクが用いられ、この相関器の数は第2の相関結果の数に等しい。

【0012】本発明による装置は下記の各手段を有することを特徴とする：

- ・ 第1の相関結果を得るために、受信信号を各々の可能な第1の副変調コードと相関させる第1の相関器バンク；
- ・ 第1の相関結果から1つの第1の相関結果を選択するための第1の選択手段；
- ・ 第2の相関結果を得るために、可能な第2の副変調コードの各々について、第1の相関結果を前記可能な第2の副変調コードの一つにより位相変調する第2の相関器バンク；
- ・ 第2の相関結果から最大の第2の相関結果を選択するための第2の選択手段。
- ・ 第1の相関結果に基づいて第1の選択手段を制御するための手段を有する制御ユニット；
- ・ 第1と第2の相関結果に基づいて受信信号の記号を選択するための第3の選択手段。

【0013】本発明の装置の有利な実施例において、第3の選択手段が第2のセットの所定の位相変調要素を選択し、これが選択された第2の相関結果を与え、そして、第3の選択手段は、複数の第1のセットの複数の所

7

定の位相変調要素を選択し、これが複数の選択された第1の相関結果を与える。好ましくは、本発明の装置の第3の選択手段は、第2のセットの選択された所定の位相変調要素と、第1のセットの複数の選択された所定の位相変調要素を組み合わせ、かくして受信信号の記号を得る。

【0014】添付の図面に、本発明を実施するいくつかの形態を図示した。

【0015】受信信号から記号を検知するための本発明による装置2の実施例が概念的に第1図に示されている。装置2は、入力信号8に基づいて複数の第1の相関結果6. m ($m=1, 2, \dots, M$) を得るための第1の相関器バンク4と、第1の相関結果の一つを選択するための第1の選択手段10を有している。さらに装置2は、選択された第1の相関結果14を受け取り、そして第2の相関結果16. k ($k=1, 2, \dots, K$) を発生する第2の相関器バンク12を有している。装置2はまた第2の相関結果の一つを選択するための第2の選択手段18、第1の選択手段10を制御するための制御ユニット20、および検知記号を選択するための第3の選択手段22を有している。第3の選択手段22は、第1の相関器バンク4の相関器24. m に対応する選択された第1の相関結果6. m と、第2の相関器バンク12の相関器26. k に対応する選択された第2の相関結果16. k とに基づいて検知記号を選択する。第3の選択手段は選択された相関器24. m に関する情報を有する入力信号28と、選択された相関器26. k に関する情報を有する入力信号30を受け取る。出力信号32は受信*

*信号8からの検知記号に関する情報を有する。第1の選択手段10は一種のスイッチを有しており、該スイッチは相関器24. m ($m=1, 2, \dots, M$) のいずれか一つの相関器の出力を第2の相関器バンク12に接続することができる。スイッチ34は第1の相関結果6. m ($m=1, 2, \dots, M$) に基づく制御信号36で制御される。

【0016】受信信号8からの記号は所定の記号のセットから選択されたものであり、該所定のセットの各記号はコンプレメンタリー・コードド・キーイング記号（略してCCK記号）である。CCK記号はチップのシーケンスからなり、各チップはフェーズ・シフト・キーイング変調（略してPSK変調）されている。PSK変調は選択された変調コードに基づいており、選択された変調コードの各々は所定の位相変調要素の複数の第1のセットから選択された第1の副変調コードと、所定の位相変調要素の一つの第2のセットから選択された第2の副変調コードとからなる。前記第2のセットの所定の位相変調要素の少なくとも一つは複素数値である。

【0017】第2図は所定の複数の記号のセットからの記号38の例を示しており、該記号38は8個のチップ40からなっており、各チップは位相変調されている。この位相変調は s_1 から s_8 までの複素数で定義される。これらの複素数を用いて、記号38は $s = [s_1, s_2, \dots, s_8]^T$ なるベクトル表記で表すことができる。高速CCK記号38のセットの例は高速IEEE 802.11b標準に次のように与えられている：

【数1】

$$s = [e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)}, -e^{j(\phi_1+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_3)}, -e^{j(\phi_1+\phi_2)}, e^{j(\phi_1)}]^T, \quad (I)$$

ただし j は複素数であり、所定の位相変調要素 $e^{j\psi_1}$ 、 $e^{j\psi_2}$ 、 $e^{j\psi_3}$ 、 $e^{j\psi_4}$ は所定の値のセットをとることができる。これらの所定の位相変調要素は3個の第1のセットと1個の第2のセットに分けられる。3個の第1のセットは所定の位相変調要素 $e^{j\psi_1}$ 、 $e^{j\psi_2}$ 、 $e^{j\psi_3}$ 、 $e^{j\psi_4}$ を含む。

* $j\psi_2$ 、 $e^{j\psi_3}$ 、 $e^{j\psi_4}$ を含み、第2のセットは所定の位相変調要素 $e^{j\psi_1}$ を含む。

【0018】3個の第1のセットの所定の位相変調要素はそれぞれ次のように定義される：

【数2】

$$\begin{aligned} e^{j\psi_1}, & \quad \langle, \rangle \text{ を付帯} \\ e^{j\psi_2}, & \quad \langle\langle, \rangle\rangle \text{ を付帯} \\ e^{j\psi_3}, & \quad \langle\langle\langle, \rangle\rangle\rangle \text{ を付帯} \end{aligned}$$

(IIA)

ただし ψ_2 、 ψ_3 、 ψ_4 はそれぞれの所定の位相変調要素の位相パラメータである。位相パラメータはそれぞれの位相変調要素の可能な値を定義する。位相パラメータは限定された値のセットから一つの値しか取ることができない。高速IEEE 802.11b標準に関してはこのセットは次のように定義される：

【数3】

$$\begin{aligned} \langle \phi_1 \in \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2} \right\} \rangle, \\ \langle\langle \phi_2 \in \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2} \right\} \rangle\rangle, \\ \langle\langle\langle \phi_3 \in \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2} \right\} \rangle\rangle\rangle \end{aligned}$$

9

【0019】いわゆる5.5Mbit/秒フォールバックレートは異なるセットに対応しており、該セットは次*

$$\begin{aligned} &<\varphi_2 \in \{\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}\}>, \\ &<<\varphi_3 \in \{0\}>>, \\ &<<<\varphi_4 \in \{0, \pi\}>>>. \end{aligned}$$

【0020】第2のセットにおける所定の位相変調要素は次のように定義される：

$$e^{j\varphi_1},$$

ただし φ_1 は位相パラメータである。位相パラメータ φ_1 は次の値のセットから一つの値を取ることができる：☆

$$\varphi_1 \in \{0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2}\}$$

【0021】CCK記号のセットの変調コードは、第1のセット(II)および第2のセット(III)からの位相変調要素の値の組み合わせから導かれる。式(I)から、位相変調要素 $e^{j\varphi_1}$ は記号(I)の全てのチップに共通の要素であることが導かれる。

$$s1 = [e^{j(\varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_2 + \varphi_4)}, -e^{j(\varphi_4)}, e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}, e^{j(\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_2)}, 1]^T,$$

ただし $s1$ は(IIA、IIB)で定義される可能な値の組み合わせのセットからの、一つの特定の値の組み合わせを表す8次元ベクトルである。第1の副変調コードに可能な値の組み合わせの数は $C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ に等しく、ここに C_i は n 個の第1のセット中の i 番目の第1のセットの要素の数である。この例では $n=3$ 、 $C_1=2$ 、 $C_2=1$ 、 $C_3=2$ ◆

$$s2 = e^{j(\varphi_1)},$$

ただし $s2$ は第2の副変調コードとして可能な値のセットからの1個の特定の値であり、該セットは(IIIA、IIIB)で定義される。これらの可能な値は第3図に示されている。この図において値42.1から42.4までは実数軸Re46および虚数軸Im48からなる複素数座標系44に示されている。第2の副変調コードは記号(I)の全てのチップに共通の変調である。

【0024】CCK記号(I)のセットは前述したように一つのサンプルに過ぎないことが強調される。記号毎のチップ数の違いおよび変調コードの違いにより、様々な記号のセットが選択され得る。しかしながら、第2の

$$Cor_m = \bar{s}1_m \cdot r,$$

ただし、 Cor_m は複素数スカラー値、
【数10】

10

*式(II B)で定義される：
【数4】

(IIB)

※【数5】

(IIIA)

☆【数6】

(IIIB)

☆【0022】記号(I)の変調コードは第1の副変調コードと第2の副変調コードに分けられる。第1の副変調コード $s1$ は次の第1のセットの所定の位相変調要素の式で定義される：

★20 【数7】

(IV)

◇であるから、第1の副変調コードに可能な値の組み合わせの数は4個である。この例では第1の相関器Mの数は第1の副変調コードの可能な値の組み合わせの数に等しい。

【0023】第2の副変調コード $s2$ は次式で与えられる：

【数8】

(V)

変調コードにおいて常に少なくとも1個の値は複素数である。

【0025】各相関器24. m ($m=1, 2, \dots, M$) が受信信号8を可能な第1の副変調コード $c1$ (I V) の一つと相関する。相関器の数は第1の副変調コードの数 ($= C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$) に等しい。相関は整合フィルターとして行われる。これは相関器24. mの出力信号が次の複素数内積で与えられることを意味する：

【数9】

(VI)

$$\bar{s}1_m$$

50 はM次元ベクトル $s1_m$ の複素数共役であり、 $s1_m$ は

11

相関器 24. m に対応する第 1 の副変調コードの m 番目の第 1 の副変調コードであり、 r は M 次元の受信信号 8 であり、 $\{ \} \cdot \{ \}$ はその引数間の副素数内積である。このようにして各第 1 の相関器 24. m は第 1 の相関結果 6. m ($m=1, 2, \dots, M$) を与える。これら M 個の第 1 の相関結果は制御ユニット 20 に渡される。次いで制御ユニットは各第 1 の相関結果 6. m について相関結果の関数の値を決定する。この関数は第 2 の副変調コードの変調形式によって予め決められている。変調の形式は (IIIB) および (V) で定義される。この関数 *10

$$Crit1 = \text{Max}(|\text{Re}(Cor_m)|, |\text{Im}Cor_m|), \quad (\text{VII})$$

ただし関数 $\text{Max} ()$ はその入力引数の最大値を選択し、関数 $| () |$ はその入力引数の絶対値を与え、関数 $\text{Re} ()$ はその複素数入力引数の実数部分を与え、関数 $\text{Im} ()$ はその複素数入力引数の虚数部分を与える。次いで、制御ユニット 20 は、対応する第 1 の相関結果 6. m が第 1 の選択手段 10 によって選択され、第 2 の相関器バンク 12 に渡されるように、関数 (VII) の最大値に基づいて第 1 の選択手段 10 のスイッチ 34 20 を制御する。更に、この制御ユニットは所定の位相変調要素

【数 12】

$$e^{\hat{\phi}_2}, e^{\hat{\phi}_3}, e^{\hat{\phi}_4}$$

(これらは選択された相関器に対応する第 1 の副変調コードに属する選択された位相パラメータ

【数 13】

$$\hat{\phi}_2, \hat{\phi}_3, \hat{\phi}_4$$

に対応する) をセット (II) から選択する。次いで、相関器のこの第 1 の副変調コード 6. m を有する信号 28*

$$Crit2 = (\text{Re}(Cor_m \cdot c2)),$$

ただし Cor_m は選択された第 1 の相関結果であり、 $c2$ は式 (V) からの第 2 の副変調コードである。関数 $Crit2$ を計算することによって第 2 の相関結果が得られる。(VIII) の帰結として、第 2 の相関結果の数は第 2 のセットの位相パラメータ ψ_1 (IIIB) の可能な値の数に等しい。 $Crit2$ が最大となる第 2 の副変調コードの所定の位相変調要素 e^{ψ_1} が出力信号 30 である。

【0027】第 3 の選択手段 22 は、選択された第 2 の副変調結果を与えるところの第 2 のセットの選択された*

$$[e^{j(\hat{\phi}_1 + \hat{\phi}_2 + \hat{\phi}_3 + \hat{\phi}_4)}, e^{j(\hat{\phi}_1 + \hat{\phi}_3 + \hat{\phi}_4)}, e^{j(\hat{\phi}_2 + \hat{\phi}_3 + \hat{\phi}_4)}, -e^{j(\hat{\phi}_1 + \hat{\phi}_4)}, e^{j(\hat{\phi}_1 - \hat{\phi}_2 + \hat{\phi}_3)}, e^{j(\hat{\phi}_1 + \hat{\phi}_3)}, -e^{j(\hat{\phi}_1 + \hat{\phi}_2)}, e^{j(\hat{\phi}_1)}]^T$$

(IX)

【0028】本発明による装置 2 は位相パラメータ ψ_1 の値のセット (IIIB) については、式 (V) で与えら

れる第 2 の副変調に限定されない。発明の範囲から逸脱することなく、対応する関数 $Crit1$ を有する様々な

12

*は第 1 の相関結果の実数部分および/または虚数部分の関数であり、これによって受信信号の記号に組み込まれている第 1 の副変調コードの位相変調要素の値が選択される。この関数は第 1 に最尤検知記号をもたらす、第 2 に所要処理時間の最少化をもたらす。(IIIB) および (V) で定義される) 選択された第 2 の副変調の形式に関して、この最適の関数 $Crit1$ は次式で与えられる:

【数 11】

*が、制御ユニット 20 によって第 3 の選択手段 22 に渡される。

【0026】第 2 の相関器バンク 12 は選択された第 1 の変調信号 14 を受け取り、続いてこの信号に第 2 の副変調コード (V) に基づいて位相変調をほどこす。各第 2 の相関器 26. k ($k=1, \dots, K$) は、式 (II) および式 (V) からの第 2 の副変調コード $c2$ の値の一つに対応する位相変調を行う。これらの位相変調の結果は第 2 の相関結果 16. k ($k=1, \dots, K$) である。この例では $K=4$ である。第 2 の相関結果は第 2 の選択手段 18 に渡される。選択手段 18 は所定の位相変調要素

【数 14】

$$e^{\hat{\phi}_1}$$

を選択する。この要素は相関器 26. k の第 2 の副変調コードに対応しており、これについては次式の関数 $Crit2$ が最大である:

【数 15】

(VIII)

*所定の位相変調要素 e^{ψ_1} を有する信号 30 と、選択された第 1 の副変調結果を与えるところの第 1 のセットの選択された所定の位相変調要素

【数 16】

$$e^{\hat{\phi}_2}, e^{\hat{\phi}_3}, e^{\hat{\phi}_4}$$

を有する信号 28 を受け取る。信号 28 と信号 30 および式 (I) に基づいて、第 3 の選択手段 22 は受信信号 8 から次のような検知記号を決定することができる:

【数 17】

13

形式の第2の副変調コードが用いられ得る。いくつかの限定的でない例を以下に示す。

【0029】例1. 第2の副変調コードs2は次式によ*

$$s2 = e^{j(\varphi_1)},$$

これに関し、位相パラメータ φ_1 は、次のセットの値を取り得る：

【数19】

$$\varphi_1 \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3 \cdot \pi}{4}, \frac{5 \cdot \pi}{4}, \frac{7 \cdot \pi}{4} \right\}, \quad (\text{XI})$$

ただし第2の相関器バンク12における第2の相関器の数K=4である。対応する関数Crit1は次式で与えられる：

【数20】

$$\text{Crit1} = |\text{Re}(\text{Cor}_m)| + |\text{Im}(\text{Cor}_m)|, \quad (\text{XII})$$

ただしCor_mは選択された第1の相関結果である。

【0030】例2. 第2の副変調コードs2は次のよ*

$$\text{Crit1} = \text{Max}(|\text{Re}(\text{Cor}_m)|, |\text{Im}(\text{Cor}_m)|, \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot (|\text{Re}(\text{Cor}_m)| + |\text{Im}(\text{Cor}_m)|)),$$

(XV)

ただしCor_mは選択された第1の相関結果である。

【0031】例3. 第2の副変調コードs2は次のように定義される：

【数24】

$$s2 = e^{j(\varphi_1)}, \quad (\text{XVI})$$

$$\varphi_1 \in \left\{ \frac{\pi}{8}, \dots, \frac{k \cdot \pi}{8}, \frac{(k+1) \cdot \pi}{8}, \dots, \frac{16 \cdot \pi}{8} \right\} \quad (\text{XVII})$$

ただし第2の相関器バンク12における第2の相関器の数K=16であり、対応する関数Crit1は次式で与*

えられる：

【数26】

$$\text{Crit1} = \text{Max}(|\text{Re}(\text{Cor}_m)|, |\text{Im}(\text{Cor}_m)|, \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 - \sqrt{2}} \cdot$$

$$\text{Max}(|\text{Re}(\text{Cor}_m)|, |\text{Im}(\text{Cor}_m)|) + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 - \sqrt{2}} \cdot \text{Min}$$

$$\left(|\text{Re}(\text{Cor}_m)|, |\text{Im}(\text{Cor}_m)|, \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot (|\text{Re}(\text{Cor}_m)| + |\text{Im}(\text{Cor}_m)|) \right),$$

(XVIII)

ただしCor_mは選択された第1の相関結果である。

【0032】特許法の規定にしたがい、本発明をその好ましい実施の形態と見なされる例によって説明した。しかしながら、本発明はここに具体的に図示説明したのとは異なる形で、発明の主旨および範囲から逸脱することなく実施され得ることに留意すべきである。例えば、第1および/または第2の副変調コードにおいて、位相変調を振幅変調と組み合わせることが可能である。

50

14

*うに定義される：

【数18】

(X)

※うに定義される：

【数21】

$$s2 = e^{j(\varphi_1)}, \quad (\text{XII})$$

10 これに関し位相パラメータ φ_1 は次のセットの値を取り得る：

【数22】

$$\varphi_1 \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \dots, \frac{k \cdot \pi}{4}, \frac{(k+1) \cdot \pi}{4}, \dots, \frac{K \cdot \pi}{4} \right\}, \quad (\text{XIV})$$

ただし第2の相関器バンク12における第2の相関器の数K=8である。対応する関数Crit1は次式で与えられる：

【数23】

これに関し位相パラメータ φ_1 は次のセットの値を取り得る：

【数25】

【図面の簡単な説明】

【図1】第1図は、受信信号から記号を検知するための本発明の装置の実施の形態を概念的に示した図である。

【図2】第2図は受信信号からの記号の例を示す概念図である。

【図3】第3図は第2図の記号中のチップに対する第2の副変調コードを説明する、複素平面における座標系である。

【手続補正書】

【提出日】平成14年1月30日(2002. 1. 3

【補正対象項目名】全図

0)

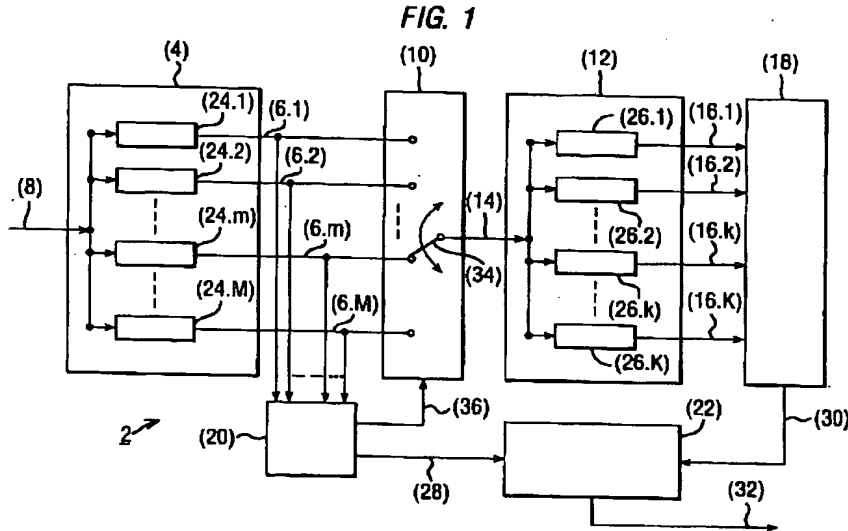
【補正方法】変更

【手続補正1】

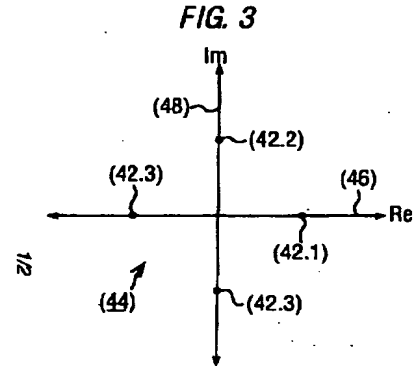
【補正内容】

【補正対象書類名】図面

【図1】



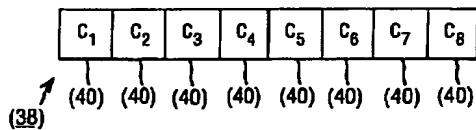
【図3】



【図2】

2/2

FIG. 2



フロントページの続き

(72) 発明者 アワテル アルノウト ゲルト
オランダ国 エヌ. エー. 3511 ピーエッ
クス, ウルトレヒト, アルベレヒト タエ
ラーン 66

(72) 発明者 コベメイネルス ジョン ロベルト
オランダ国 エヌ. エー. 7555 ジーエイ
チ, ヘンゲロ, ティーオンランド 6

(72) 発明者 バンニー リカルド ヨハネス ジジエル
オランダ国 エヌ. エー. 3454 エックス
アール, デ メールン, マウリツラーン
57

Fターム(参考) 5K004 AA05 FG04
5K022 EE01 EE31

【外国語明細書】

Title: Detection method for phase-modulated symbols with a correlator-bank

The invention relates to a method for the detection of a symbol from a received signal wherein the symbol is a selected symbol out of a predetermined set of symbols, wherein each symbol of the predetermined set is a CCK symbol comprising a sequence of chips wherein each of the chips is

5 PSK-modulated according to a selected modulation code wherein each of the selected modulation codes comprises a first sub-modulation code which is a selection from a plurality of first sets of predetermined phase modulating elements and a second sub-modulation code which is a selection from one

10 of said predetermined phase modulating elements of said second set is a complex value such as defined in the high speed IEEE 802.11b standard, wherein a modulation code is selected from said modulation codes which correlates according to a correlation method with the received signal.

The invention also relates to an apparatus for the detection of a

15 symbol from a received signal wherein the symbol is a selected symbol out of a predetermined set of symbols, wherein each symbol of the predetermined set is a CCK symbol comprising a sequence of chips wherein each of the chips is PSK-modulated according to a selected modulation code wherein each of the selected modulation codes comprises a first sub-modulation code which is a

20 selection from a plurality of first sets of predetermined phase modulating elements and a second sub-modulation code which is a selection from one second set of predetermined phase modulating elements wherein at least one of said predetermined phase modulating elements of said second set is a complex value such as defined in the high speed IEEE 802.11b standard, the

25 apparatus comprising correlating means for correlating the received signal with said modulation codes according to a correlation method and means for selecting a modulation code from said modulation codes on the basis of the correlation.

Methods and apparatus of this type are known in practice. Usually

30 methods and apparatus of this type use a bank of correlators which is employed in the receiver. On the basis of the correlation results with the received signal, which is performed in the bank of correlators, the symbol of the received signal can be detected. For this detection the output of each correlator is the input argument of a mathematical function. The

mathematical function is maximum for the correlator corresponding to the maximum function.

According to said method and apparatus, which uses a pre-determined set of symbols, the symbol detection can be performed in such a way that it minimizes sensitivity to noise in the received signal.

- 5 Examples of possible pre-determined sets of symbols are given in the high speed standard in the IEEE 802.11b standard. This IEEE 802.11b standard is especially meant for the 2.4 [GHz] band, also called Industrial Scientific Medical Band (ISMB-band), in the United States. It is noticed that corresponding bands are available in most other regions in the world. Users
10 have free access to the ISMB-band if they comply with the standards of the standard proposal. A first important issue of the standard proposal is that the each used symbol has a relatively flat frequency power spectrum, which minimises risks of jamming fellow-users. A second important issue of the IEEE 802.11b standard is that not all possible symbols in the pre-determined set of
15 symbols are used. This results in a redundant and robust detection mechanism.

- A first disadvantage of the known methods and apparatus for the detection of a symbol of a received signal is the large number of correlators which are used in the correlator-bank. A second disadvantage of the type of
20 known methods and apparatus is the large processing power which is required for performing the mathematical function, which function is used for the selection of a correlator in the correlator-bank, and operates on the complex output of each of the correlators. This mathematical function normally calculates the length of complex input argument, which leads to at least two
25 multiplications per correlator. In order to reduce the processing power several approximations of said mathematical function have been proposed. However, these approximations only yields sub-optimal detection performance.

- It is an object of the invention to realise a reduction of the number of correlators in the correlation-bank. It is also an object of the invention to
30 reduce the required processing power for the evaluation of said mathematical function. Furthermore it is an object of the invention to obtain an optimal detection performance. More in particular it is an object of the invention to offer a detection method which, despite the reduction in the number of correlators and the reduction in the required processing power of the
35 mathematical function, yields the performance of a maximum likelihood detection method. Finally, the invention seeks a method having the

advantages stated above which can be used for receive-signals which comply with IEEE 802.11. For this, the method according to the invention is characterised in that the method comprises at least the following steps:

- a. correlating the received signal with each of the possible first sub-modulation codes for obtaining first correlation results and selecting a correlation result;
- b. phase-modulating the selected first correlation result with one of said possible second sub-modulation codes for each possible second sub-modulation code for obtaining second correlation results;
- c. selecting the maximum second correlation result from the second correlation results;
- d. selecting the symbol of the received signal on the basis of a combination the first and second correlating results.

In the method according to the invention two main parts of the correlation method can be distinguished. In the first part the first correlation results are determined and in the second part the second correlation results are determined. The second correlation results are obtained by rotating one selected first correlation result to several positions in the complex plane. Since the second part only comprises processing of one selected first correlation result this yields a reduction in required processing power compared with a situation wherein each first correlation result has to be rotated in the complex plane.

A further embodiment of the method according to the invention is characterised in that in step a. for each first correlation result the value of a function of the correlation result is determined and subsequently the first correlation result which provides the maximum value of the function is selected wherein the function is determined by the type of modulation of the second sub-modulation code. Preferably the function is a function of the real and/or imaginary parts of the first correlation result. The evaluation of this function requires less processing power than conventional functions wherein the length of a complex correlation result is calculated, while still leading the optimal Maximum Likelihood Detection symbol.

In an advantageous embodiment of the method of the invention the number of first modulation results obtained in step a. equals to $C_1 * C_2 * \dots * C_i$ $1 * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ wherein C_i is the number of elements of the i^{th} first set of the first sets, and preferably the number of second modulation results obtained in

step c. equals the number of predetermined phase modulating elements of the second set.

A further embodiment of the method of the invention is characterised in that in step b in a first substep the selected first correlation
5 result is phase-modulated with each of said possible second sub-modulation codes and in a second substep real values are determined from results obtained in the first substep for obtaining the second correlation results.

In an embodiment according to the invention in step c. a predetermined phase modulating element of the second set is selected which
10 provides the selected second correlation result, and in step d. the predetermined phase modulating elements of the first sets are selected which provide the selected first correlation result. A further embodiment of the method is characterised in that the selected predetermined phase modulating elements of the second set and the predetermined phase modulating elements
15 of the first sets are combined to obtain the symbol of the received signal.

In an advanced embodiment of the method of the invention in step a. a first correlator bank comprising a number of correlators is used, wherein this number of correlators equals the number of first correlation results, and in
20 step b. a second correlator bank is used which comprises a number of correlators, wherein this number of correlators equals the number of second correlation results.

The apparatus according to the invention is characterised in that the apparatus comprises the following means:

- a first correlator bank for correlating the received signal with each
25 of the possible first sub-modulation codes for obtaining first correlation results;
- first selection means for selecting a first correlation result from the first correlation results;
- a second correlator bank for phase-modulating the first correlation result with one of said possible second sub-modulation codes for each possible
30 second sub-modulation code for obtaining second correlation results;
- second selection means for selecting the maximum second correlation result from the second correlation results;
- a control-unit comprising means for controlling the first selecting means on the basis of the first correlation results;
- 35 third selecting means for selecting the symbol of the received signal on the basis of the first and second correlation results.

In a favourable embodiment of the apparatus of the invention the third selection means select a predetermined phase modulating element of the second set which provides the selected second correlation result and also select predetermined phase modulating elements of the first sets which provide the selected first correlation results. Preferably the third selection means of the apparatus of the invention combine the selected predetermined phase modulating element of the second set and the selected predetermined phase modulating elements of the first sets to obtain the symbol in the received signal.

In the accompanying drawings, in which certain modes of carrying out the present invention are shown for illustrative purposes:

Figure 1 is diagram schematically showing an embodiment of an apparatus according to the invention for the detection of a symbol from a received signal;

Figure 2 is a schematic example of a symbol from a received signal;

Figure 3 is a co-ordinate system in the complex plane illustrating a second sub-modulation code for the chips in the symbol of figure 2.

An embodiment of an apparatus 2 for the detection of a symbol from a received signal according to the invention is schematically shown in figure 1.

The apparatus 2 comprises a first correlator bank 4 for obtaining first correlation results $6.m$ ($m=1,2,\dots,M$) on the basis of an input signal 8 and first selection means 10 for selecting one of the first correlation results.

Furthermore the apparatus 2 comprises a second correlator bank 12 which receives the selected first correlation result 14 and generates second correlation results $16.k$ ($k=1,2,\dots,K$). The apparatus 2 also comprises second selection means 18 for selecting one of the second correlation results, a control unit 20 for controlling the first selection means 10 and third selection means 22 for selecting the detection symbol. The third selection means 22 select the detection symbol on the basis of the selected first correlation result $6.m$

corresponding to the correlator $24.m$ in the first correlator bank 4 and the selected second correlation result $16.k$ corresponding to the correlator $26.k$ in the second correlator bank 12. The third selection means receives an input signal 28 comprising information about the selected correlator $24.m$ and an input signal 30 comprising information about the selected correlator $26.k$, the output signal 32 comprises information about the detection symbol from the received signal 8. The first selection means 10 comprises a kind of a switch

which can connect the output of one correlator of any correlator 24.m (m=1,2,...,M) to the second correlator bank 12. The switch 34 is controlled with the control signal 36 on the basis of the first correlation results 6.m (m=1,2,...,M).

5 The symbol from the received signal 8 is a selected symbol out of a predetermined set of symbols wherein each symbol of the predetermined set is a Complementary Coded Keying symbol (short: CCK-symbol). A CCK-symbol comprises a sequence of chips wherein each of the chips is Phase Shift Keying modulated (short: PSK-modulated). The PSK-modulation is based on a selected
10 modulation code wherein each of the selected modulation codes comprises a first sub-modulation code which is a selection from a plurality of first sets of predetermined phase modulating elements and a second sub-modulation code which is a selection from one second set of predetermined phase modulating elements. At least one of said predetermined phase-modulating elements of the
15 second sets is a complex value.

Figure 2 presents an example of a symbol 38, out of a predetermined set of symbols, comprising eight chips 40 wherein each chip is phase modulated. This phase modulation is defined with the complex numbers s_1 up to s_8 . With these complex numbers the symbol 38 can be written in vector
20 notation as $s = [s_1, s_2, \dots, s_8]^T$. An example of a set of high speed CCK-symbols 38 is given in the high speed IEEE 802.11b standard according to:

$$s = [e^{j(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4)}, e^{j(\theta_1 + \theta_2 - \theta_4)}, e^{j(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3)}, \\ -e^{j(\theta_1 - \theta_3)}, e^{j(\theta_1 - \theta_2 + \theta_3)}, e^{j(\theta_1 + \theta_3)}, -e^{j(\theta_1 - \theta_2)}, e^{j(\theta_1)}]^T, \quad (I)$$

25 wherein j is a complex number and wherein the predetermined phase modulating elements $e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, e^{j\theta_3}, e^{j\theta_4}$ can take on a set of predetermined values. The predetermined phase modulating elements are divided in three first sets and one second set. The three first sets contain the predetermined phase modulating elements $e^{j\theta_2}, e^{j\theta_3}, e^{j\theta_4}$ and the second set contains the
30 predetermined phase modulating element $e^{j\theta_1}$.

The three first sets of predetermined phase modulating elements are respectively defined according to:

$$35 \quad \begin{aligned} &e^{j\theta_2}, \text{ with } \langle \cdot \rangle \\ &e^{j\theta_3}, \text{ with } \langle \langle \cdot \rangle \rangle \end{aligned} \quad (IIA)$$

$$e^{j\varphi_1}, \text{ with } \langle\langle\langle\rangle\rangle\rangle$$

wherein $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ are the phase parameters of the respective predetermined phase modulating elements. The phase parameters define the possible values of the respective phase modulating elements. The phase parameters can only take on one value out of a limited set of values. For the high speed IEEE 802.11b standard this set is defined according to $\langle\varphi_1 \in \{0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2}\}\rangle$,

$$\langle\langle\varphi_2 \in \{0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2}\}\rangle\rangle,$$

$$\langle\langle\langle\varphi_3 \in \{0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2}\}\rangle\rangle\rangle$$

- 10 The so-called 5.5 Mbit/s fallback rate corresponds to a different set which set is defined with (IIB):

$$\langle\varphi_2 \in \{\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}\}\rangle,$$

$$\langle\langle\varphi_3 \in \{0\}\rangle\rangle,$$

$$\langle\langle\langle\varphi_4 \in \{0, \pi\}\rangle\rangle\rangle.$$

(IIB)

15

The predetermined phase modulating element in the second set is defined by:

$$e^{j\varphi_1},$$

(IIIA)

- wherein φ_1 is a phase parameter. The phase parameter φ_1 can take on one value out of the following set of values:

$$\varphi_1 \in \{0, \frac{\pi}{2}, -\pi, -\frac{\pi}{2}\}$$

(IIIB)

- The modulation codes of the set of CCK-symbols follow from the value combinations of the phase modulating elements from the first sets (II) and the second set (III). From equation (I) it follows that the phase modulating element $e^{j\varphi_1}$ is a common element for all chips of the symbol (I).

- The modulation code of the symbol (I) is divided in a first sub-modulation code and a second modulation code. The first sub-modulation code s1 is defined in terms of the predetermined phase modulating elements of the first sets according to:

30

$$s1 = [e^{j(\varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_2 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_3 + \varphi_4)}, -e^{j(\varphi_4)}, e^{j(\varphi_2 - \varphi_3)}, e^{j(\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_2)}, 1]^T, \quad (IV)$$

wherein s_1 is an eight-dimensional vector representing one specific value combination out of a set of possible value combinations, which combinations are defined with (IIA, IIB). The number of possible value combinations for the first sub-modulation code equals $C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ wherein C_i is the number of elements of the i^{th} first set of the n first sets. In this example $n=3$, $C_1=2$, $C_2=1$, $C_3=2$ which yields 4 possible value combinations for the first sub-modulation code. In this example the number of first correlators M equals the number of possible value combinations in the first sub-modulation code.

The second sub-modulation code s_2 is given by:

$$s_2 = e^{j(\phi_2)}, \quad (\text{V})$$

wherein s_2 is one specific value out of the set of possible values for the second sub-modulation code, wherein set is defined with (IIIA, IIIB). These possible values are depicted in figure 3. In this figure the values 42.1 up to 42.4 are depicted in the complex co-ordinate system 44 comprising a real axis Re 46 and an imaginary axis Im 48. The second sub-modulation code is a common modulation for all chips of the symbol (I).

It is stressed that the set CCK-symbols (I) as described hereinbefore is just one example. Various sets of symbols can be chosen with different numbers of chips per symbol and different modulation codes. However in the second modulation code always at least one value will be a complex number.

Each of the correlators 24.m ($m=1,2,\dots,M$) performs a correlation of the received signal 8 with one of the possible first sub-modulation codes c_1 (IV). The number of correlators equals the number of first sub-modulation codes ($=C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$). The correlation is performed as a matched filter, which means that the output signal of the correlator 24.m is given with the complex inner product:

$$Cor_m = \bar{s}_1 \cdot r, \quad (\text{VI})$$

wherein Cor_m is a complex scalar value, \bar{s}_1 is the complex conjugated of the M -dimensional vector s_1 , where s_1 is the m^{th} first sub-modulation code of the first sub-modulation codes corresponding to the correlator 24.m, r is the M -dimensional receive signal 8 and $\{\cdot\}$ is the complex inner product between

its arguments. Thus each of the first correlators 24.m yields a first correlation result 6.m ($m=1,2,\dots,M$). These M first correlation results are passed to the control-unit 20. Next the control-unit determines for each first correlation result 6.m the value of a function of the correlation result wherein the function is predetermined by the type of modulation of the second sub-modulation code. The type of modulation is defined with (IIIB) and (V). The function is a function of the real and/or imaginary parts of the first correlation result for selecting the value of phase-modulating elements of the first sub-modulation code which are incorporated in the symbol of the received signal. The function firstly leads the Maximum Likelihood detection symbol and secondly leads to a minimum of necessary processing time. For the chose type of second sub-modulation (defined with (IIIB) and (V)) this optimal function *Crit1* may be given with:

$$Crit1 = \text{Max}(|\text{Re}(Cor_m)|, |\text{Im} Cor_m|), \quad (VII)$$

wherein the function *Max()* selects the maximum value of its input arguments, the function $|Q|$ yields the absolute value of its input argument, the function *Re()* gives the real part of its complex input argument and the function *Im()* gives the imaginary part of its complex argument. The control-unit 20 subsequently controls the switch 34 in the first selection means 10 on the basis of the maximum value of the function (VII) in such a way that the corresponding first correlation result 6.m is selected by the first selection means 10 and passed to the second correlator-bank 12. Furthermore, the control unit selects the pre-determined phase modulating elements $e^{\hat{\varphi}_1}, e^{\hat{\varphi}_2}, e^{\hat{\varphi}_4}$ (which correspond to the selected phase parameters $\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2, \hat{\varphi}_4$ belonging to the first sub-modulation code which corresponds to the selected correlator) out of the set (II). A signal 28, comprising this first sub modulation code of correlator 6.m, is subsequently passed by the control unit 20 to the third selecting means 22.

The second correlator-bank 12 receives the selected first modulation signal 14 and subsequently performs a phase-modulation on this signal based on the second sub-modulation code (V). Each of the second correlators 16.k ($k=1,\dots,K$) performs a phase-modulation corresponding to one of the values of the second sub-modulation code c2 from (III) and (V). The result of these

phase-modulations are the second correlation results 16.k ($k=1, \dots, K$). In this example $K=4$. The second correlation results are passed to the second selection means 18. The selection means 22 select the pre-determined phase-modulating element $e^{\hat{\theta}_1}$ which corresponds to the second sub-modulation code of the correlator 16.k for which the following function *Crit2* is maximum:

$$Crit2 = (Re(Cor_m \cdot c2)), \quad (VIII)$$

wherein Cor_m is the selected first correlation result and $c2$ is the second sub-modulation code from (V). The calculation of the function *Crit2* yields the second correlation results. It follows from (VIII) that the number of second correlation results equals the number of possible values of the phase parameter θ_1 of the second set (IIIB). The pre-determined phase-modulating element $e^{\hat{\theta}_1}$ of the second sub modulation code for which *Crit2* is maximum is the output signal 30.

The third selection means 22 receives a signal 30 comprising the selected predetermined phase modulating element $e^{\hat{\theta}_1}$ of the second set which yields the selected second sub-modulation result and a signal 28 comprising the selected predetermined phase modulating elements $e^{\hat{\theta}_2}, e^{\hat{\theta}_3}, e^{\hat{\theta}_4}$ of the first sets which yields the selected first sub-modulation result. On the basis of the signals 28 and 30 and the equation (I) the third selection means 22 can determine the detection symbol:

$$[e^{j(\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2 + \hat{\theta}_3 + \hat{\theta}_4)}, e^{j(\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_3 + \hat{\theta}_4)}, e^{j(\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_3 + \hat{\theta}_4)}, -e^{j(\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_2 + \hat{\theta}_3 + \hat{\theta}_4)}, e^{j(\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_2 + \hat{\theta}_3 - \hat{\theta}_4)}, -e^{j(\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_3 - \hat{\theta}_4)}, e^{j(\hat{\theta}_1)}]^T \quad (IX)$$

25

from the received signal 8.

The apparatus 2 according to the invention is not limited to the second sub modulation given with (V) for the set of values of the phase parameter θ_1 (IIIB). A variety of types of second sub modulation codes with a corresponding function *Crit₁* can be used without departing from the scope of the invention. A few number of non-limiting examples are given below.

30

Example 1. The second sub modulation code $s2$ is defined as:

$$s2 = e^{j(\theta_1)}, \quad (X)$$

25

for which the phase parameter θ_1 can take on the values in the following set:

$$\varphi_1 \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3 \cdot \pi}{4}, \frac{5 \cdot \pi}{4}, \frac{7 \cdot \pi}{4} \right\}, \quad (\text{XI})$$

such that the number $K=4$ of second correlators in the second correlator bank

5 12. The corresponding function $Crit1$ is given with:

$$Crit1 = |\text{Re}(Cor_m)| + |\text{Im}(Cor_m)|, \quad (\text{XII})$$

wherein Cor_m is the selected first correlation result.

10 Example 2. The second sub modulation code $s2$ is defined as:

$$s2 = e^{j(\varphi_1)}, \quad (\text{XIII})$$

for which the phase parameter φ_1 can take on the values in the following set:

$$\varphi_1 \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \dots, \frac{k \cdot \pi}{4}, \frac{(k+1) \cdot \pi}{4}, \dots, \frac{K \cdot \pi}{4} \right\}, \quad (\text{XIV})$$

such that the number $K=8$ of second correlators in the second correlator bank

12. The corresponding function $Crit1$ is given with:

$$20 \quad Crit1 = \text{Max}(|\text{Re}(Cor_m)|, |\text{Im}(Cor_m)|, \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot (|\text{Re}(Cor_m)| + |\text{Im}(Cor_m)|)). \quad (\text{XV})$$

wherein Cor_m is the selected first correlation result.

Example 3. The second sub modulation code $s2$ is defined as:

$$25 \quad s2 = e^{j(\varphi_1)}, \quad (\text{XVI})$$

for which the phase parameter φ_1 can take on the values in the following set:

$$30 \quad \varphi_1 \in \left\{ \frac{\pi}{8}, \dots, \frac{k \cdot \pi}{8}, \frac{(k+1) \cdot \pi}{8}, \dots, \frac{16 \cdot \pi}{8} \right\} \quad (\text{XVII})$$

such that the the number $K=16$ of second correlators in the second correlator bank 12 and corresponding function $Crit1$ is given with:

$$\begin{aligned}
 Crit1 = & \text{Max}(|\text{Re}(Cor_m)|, |\text{Im}(Cor_m)|, \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 - \sqrt{2}} \cdot \\
 & \text{Max}(|\text{Re}(Cor_m)|, |\text{Im}(Cor_m)|) + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 - \sqrt{2}} \cdot \text{Min} \\
 & \left(|\text{Re}(Cor_m)|, |\text{Im}(Cor_m)|, \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot (|\text{Re}(Cor_m)| + |\text{Im}(Cor_m)|) \right)),
 \end{aligned}
 \tag{XVIII}$$

wherein Cor_m is the selected first correlation result.

5 In accordance with the provisions of the patent statutes, the present invention has been described in what is considered to represent its preferred embodiments. However, it should be noted that the invention can be practised otherwise than as specifically illustrated and described without departing from its spirit or scope. For example,

10 it is possible to combine in the first and/or the second sub-modulation code a phase modulation with an amplitude modulation.

Claims

1. A method for the detection of a symbol from a received signal wherein the symbol is a selected symbol out of a predetermined set of symbols, wherein each symbol of the predetermined set is a CCK symbol comprising a sequence of chips wherein each of the chips is PSK-modulated according to a selected modulation code wherein each of the selected modulation codes comprises a first sub-modulation code which is a selection from a plurality of first sets of predetermined phase modulating elements and a second sub-modulation code which is a selection from one second set of predetermined phase modulating elements wherein at least one of said predetermined phase modulating elements of said second set is a complex value such as defined in the high speed IEEE 802.11 standard, wherein a modulation code is selected from said modulation codes which correlates according to a correlation method with the received signal,

characterised in that,

the method comprises at least the following steps:

- a. correlating the received signal with each of the possible first sub-modulation codes for obtaining first correlation results and selecting a correlation result;
- b. phase-modulating the selected first correlation result with one of said possible second sub-modulation codes for each possible second sub-modulation code for obtaining second correlation results;
- c. selecting the maximum second correlation result from the second correlation results;
- d. selecting the symbol of the received signal on the basis of a combination the first and second correlating results.

2. A method according to claim 1, characterised in that, in step a. for each first correlation result the value of a function of the correlation result is determined and subsequently the first correlation result which provides the maximum value of the function is selected wherein the function is determined by the type of modulation of the second sub-modulation code.

3. A method according to claim 2, characterised in that the function is a function of the real and/or imaginary parts of the first correlation result.

4. A method according to any preceding claim, characterised in that, the number of first modulation results obtained in step a. equals to $C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ wherein C_i is the number of elements of the i^{th} first set of the first sets.
5. A method according to any preceding claim, characterised in that, in step b in a first substep the selected first correlation result is phase-modulated with each of said possible second sub-modulation codes and in a second substep real values are determined from results obtained in the first substep for obtaining the second correlation results.
6. A method according to any preceding claim, characterised in that, the number of second modulation results obtained in step c. equals the number of predetermined phase modulating elements of the second set.
7. A method according to any preceding claim, characterised in that, in step c. a predetermined phase modulating element of the second set is selected which provides the selected second correlation result.
8. A method according to any preceding claim, characterised in that, in step d. the predetermined phase modulating elements of the first sets are selected which provides the selected first correlation result.
9. A method according to claims 7 and 8, characterised in that in step d the selected predetermined phase modulating element of the second set and the predetermined phase modulating elements of the first sets are combined to obtain the symbol in the received signal.
10. A method according to any preceding claim, characterised in that, in step a. a first correlator bank comprising a number of correlators is used, wherein this number of correlators equals the number of first correlation results.
11. A method according to any preceding claim, characterised in that, in step b. a second correlator bank comprising a number of correlators is used, wherein this number of correlators equals the number of second correlation results.
12. An apparatus for the detection of a symbol from a received signal wherein the symbol is a selected symbol out of a predetermined set of symbols, wherein each symbol of the predetermined set is a CCK symbol comprising a sequence of chips wherein each of the chips is PSK-modulated according to a selected modulation code wherein each of the selected modulation codes comprises a first sub-modulation code which is a selection from a plurality of

first sets of predetermined phase modulating elements and a second sub-modulation code which is a selection from one second set of predetermined phase modulating elements wherein at least one of said predetermined phase modulating elements of said second set is a complex value such as defined in the high speed IEEE 802.11 standard, the apparatus comprising correlating means for correlating the received signal with said modulation codes according to a correlation method and means for selecting a modulation code from said modulation codes on the basis of the correlation,

characterised in that,

the apparatus comprises:

- a first correlator bank for correlating the received signal with each of the possible first sub-modulation codes for obtaining first correlation results;
- first selection means for selecting a first correlation result from the first correlation results;
- a second correlator bank for phase-modulating the first correlation result with one of said possible second sub-modulation codes for each possible second sub-modulation code for obtaining second correlation results;
- second selection means for selecting the maximum second correlation result from the second correlation results;
- a control-unit comprising means for controlling the first selecting means on the basis of the first correlation results;
- third selecting means for selecting the symbol of the received signal on the basis of the first and second correlation results.

13. An apparatus according to claim 12, characterised in that, the control-unit determines for each first correlation result the value of a function of the correlation result, wherein the function is determined by the type of modulation of the second sub-modulation code, and subsequently controls the first selection means on the basis of the maximum value of the function in such a way that the corresponding first correlation result is selected by the first selection means and passed to the second correlator-bank.

14. An apparatus according to claim 13, characterised in that the function is a function of the real and/or imaginary parts of the first correlation result.

15. An apparatus method according to any one of the claims 12-14, characterised in that, the number of first correlation results obtained by the

first correlator-bank equals $C_1 * C_2 * \dots * C_{i-1} * C_i * C_{i+1} * \dots * C_n$ wherein C_i is the number of elements of the i^{th} first set of the first sets.

16. An apparatus according to any one of the preceding claims 12-15, characterised in that, the second correlator-bank comprises means for phase-modulating the selected first correlation result with each of said possible second sub-modulation codes for obtaining phase modulation results and also comprises means for determining real values of the obtained phase-modulated results for obtaining the second correlation results.

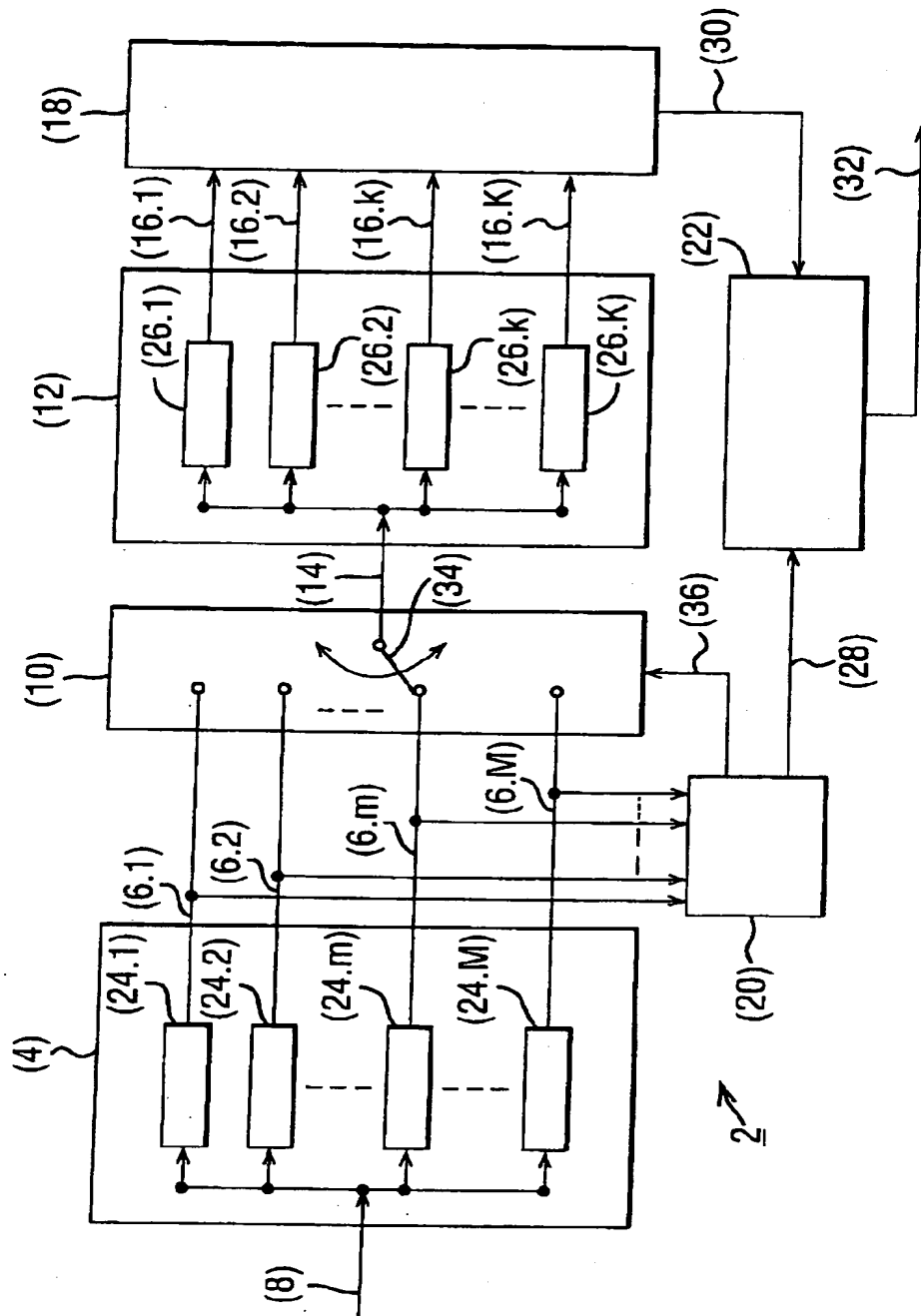
17. An apparatus according to any one of the preceding claims 12-16, characterised in that, the number of second correlation results equals the number of predetermined phase modulating elements of the second set.

18. An apparatus according to any one of the preceding claims 12-17, characterised in that, the third selection means select a predetermined phase modulating element of the second set which provides the selected second correlation result.

19. An apparatus according to any one of the preceding claims 12-18, characterised in that, the third selection means select predetermined phase modulating elements of the first sets which provides the selected first correlation result.

20. An apparatus according to claim 18 or 19, characterised in that the third selection means combine the selected predetermined phase modulating element of the second set and the selected predetermined phase modulating elements of the first sets to obtain the symbol of the received signal.

FIG. 1



2/2

FIG. 2

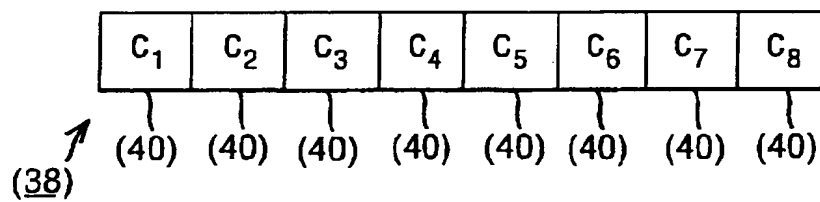
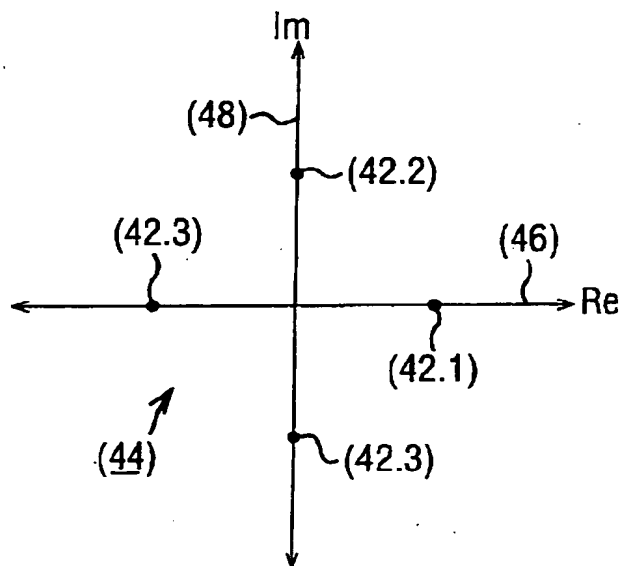


FIG. 3



Abstract

The invention relates to a method for the detection of a symbol from a received signal wherein the symbol is a selected symbol out of a predetermined set of symbols, wherein each symbol of the predetermined set is a CCK symbol comprising a sequence of chips wherein each of the chips is PSK-modulated according to a selected modulation code wherein each of the selected modulation codes comprises a first sub-modulation code which is a selection from a plurality of first sets of predetermined phase modulating elements and a second sub-modulation code which is a selection from one second set of predetermined phase modulating elements wherein at least one of said predetermined phase modulating elements of said second set is a complex value such as defined in the high speed IEEE 802.11b standard, wherein a modulation code is selected from said modulation codes which correlates according to a correlation method with the received signal.

The invention also relates to an apparatus for the detection of a symbol from a received signal wherein the symbol is a selected symbol out of a predetermined set of symbols, wherein each symbol of the predetermined set is a CCK symbol comprising a sequence of chips wherein each of the chips is PSK-modulated according to a selected modulation code wherein each of the selected modulation codes comprises a first sub-modulation code which is a selection from a plurality of first sets of predetermined phase modulating elements and a second sub-modulation code which is a selection from one second set of predetermined phase modulating elements wherein at least one of said predetermined phase modulating elements of the second set is a complex value such as defined in the high speed IEEE 802.11b standard, the apparatus comprising correlating means for correlating the received signal with said modulation codes according to a correlation method and means for selecting a modulation code from said modulation codes on the basis of the correlation.